

①9 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

①1 N° de publication :

2 830 088

(à n'utiliser que pour les
commandes de reproduction)

②1 N° d'enregistrement national :

01 12193

⑤1 Int Cl⁷ : G 02 F 1/015, H 01 S 5/026

⑫

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②2 Date de dépôt : 21.09.01.

③0 Priorité :

④3 Date de mise à la disposition du public de la
demande : 28.03.03 Bulletin 03/13.

⑤6 Liste des documents cités dans le rapport de
recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du
présent fascicule*

⑥0 Références à d'autres documents nationaux
apparentés :

⑦1 Demandeur(s) : FRANCE TELECOM Société ano-
nyme — FR.

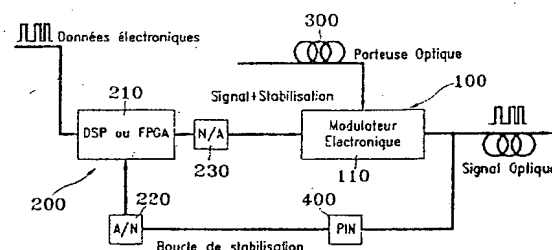
⑦2 Inventeur(s) : TOUSSAERE ERIC, SALVETAT
RICHARD et DUMAS JEAN MICHEL.

⑦3 Titulaire(s) :

⑦4 Mandataire(s) : REGIMBEAU.

⑤4 INTERFACE OPTOELECTRONIQUE COMPORTANT UN MODULATEUR ELECTROOPTIQUE ASSERVI
NUMERIQUEMENT.

⑤7 L'invention concerne un procédé de modulation
électro-optique dans lequel on applique sur un modulateur
électro-optique (110) un signal de commande indexé sur
une valeur de référence (V_{dc}), procédé au cours duquel on
prélève (400) de la lumière en sortie d'un modulateur (110,
120) soumis à cette valeur de référence et on déduit de cette
lumière prélevée un signal que l'on analyse (210) pour
actualiser la valeur de référence (V_{dc}), caractérisé en ce
que l'on convertit la lumière prélevée en un signal numéri-
que, et on réalise numériquement sur ce signal (220) l'ana-
lyse d'actualisation de la valeur de référence (V_{dc}).



FR 2 830 088 - A1

BEST AVAILABLE COPY



connexion à l'intérieur de bâtiments, mais leur utilisation sera probablement limitée à quelques centaines de mètres, soit à cause de l'atténuation, soit à cause de la limitation de la bande passante dues à des effets de dispersion chromatique ou modale. Un tel réseau optique multimode devrait par ailleurs
5 être connecté à un réseau optique à base de fibres optiques monomodes tels ceux utilisés pour les transmissions optiques à grandes distances et à très haut débit (>2.5 GHz).

Cette croissance en débit va se heurter cependant à la limite physique que constitue la bande passante des dispositifs en cuivre qui, associés à des
10 composants à base d'une technologie silicium, assurent le coût modéré des installations actuelles et entraînent leur expansion. Le développement des techniques de traitement numérique du signal (implémentées dans le silicium) permet, en partie, de repousser cette limite. C'est ce que nous constatons quotidiennement lorsque nous utilisons notre modem pour nous
15 connecter, par le réseau téléphonique RTC (réseau téléphonique commuté), à notre fournisseur d'accès Internet. Historiquement, les premiers modems grand public utilisaient la modulation par saut de fréquence (modulation FSK – modulation par saut de fréquence) selon les recommandations V21 & V23 de l'UIT (organisme international qui gère les normes de
20 télécommunications). Cette technique permet de transmettre des données numériques à un débit s'échelonnant de 75 à 1200 bits/seconde. L'utilisation de la modulation de phase à m états (modulation BPSK – modulation par saut de phase binaire ou QPSK – modulation par saut de phase quadratique) permet d'augmenter le débit à 2400 bits/seconde. Ces techniques n'étant pas
25 suffisantes, la modulation d'amplitude quadratique (MAQ – Modulation Alumine Quadratique 16,34 ou 256 états) fut utilisé afin de repousser la limitation du débit à 56 000 bits/seconde. Ces évolutions démontrent que pour un même support physique, intrinsèquement limité en bande passante, la mise en œuvre d'algorithmes de traitement numérique du signal permet,
30 dans un rapport non négligeable, d'accroître le débit. Le dernier exemple en date est celui de l'ADSL (Asymetric Data Suscribe Line) qui permet d'assurer

L'extension des réseaux optiques à base de fibre optique monomode est actuellement limitée, malgré sa croissance rapide, par les coûts des bornes de raccordement : elles nécessitent l'utilisation de composants et d'électronique rapide à base de matériaux semi-conducteurs III-V.

5 Les dispositifs actuellement utilisés à l'émission dans le domaine des télécommunications sur les fibres optiques sont les lasers à semiconducteurs. Les diodes électroluminescentes, compte-tenu de leur étalement spectral et des caractéristiques multimodes résultantes ne sont pas ou très peu utilisés. Il existe deux types de modulation du laser : les
10 modulations directe et externe.

La modulation directe est la plus facile à mettre en œuvre, cependant la variation de la concentration de porteurs dans le laser introduit des variations d'indice optique conduisant à un élargissement du bit numérique unitaire et une dégradation du taux d'erreur du système optique.

15 Un des moyens de contourner ce dysfonctionnement est d'utiliser la modulation externe. Dans ce cas, le laser est polarisé en continu et un modulateur assure une fonction de « hacheur de lumière » au rythme des impulsions binaires qui lui sont transmises. Il existe plusieurs types de modulateurs, de principes de fonctionnement associés différents. Cependant
20 et dans tous les cas les choix des opérateurs et équipementiers sont guidés par le rapport performances/coût. Les paramètres entrants dans la structure du coût tiennent essentiellement aux procédés de fabrication utilisés pour le module optique d'émission, c'est à dire son niveau d'intégration. L'intégration monolithique sur substrat InP du laser et du modulateur est la plus complexe à
25 réaliser, elle est cependant incontournable pour les très hauts débits (à partir de 10 Gbits/s). Toutefois, à ce niveau, le surcoût n'est pas un réel obstacle au déploiement d'un réseau de transport. Pour les débits plus faibles couvrant en particulier les réseaux métropolitains et les boucles locales où le coût est un élément primordial de la décision, il est demandé des solutions
30 moins sophistiquées s'appuyant sur des procédés et assemblages simplifiés. Les modules hybrides sont alors considérés. Hybridation signifie association

modulateur soumis à cette valeur de référence, des moyens pour analyser un signal déduit de la lumière prélevée et déduire de cette analyse une valeur de référence actualisée, caractérisé en ce que les moyens de prélèvement et les moyens d'analyse sont prévus pour convertir la lumière
5 prélevée en un signal numérique, et fournir la valeur de référence actualisée à l'aide d'une analyse numérique de ce signal converti.

D'autres caractéristiques, buts et avantages de l'invention apparaîtront à la lecture de la description détaillée qui va suivre, faite en référence aux figures annexées sur lesquelles :

10 - la figure 1 représente un système de codage et de stabilisation du modulateur selon une première variante de l'invention, à contre-réaction par analyse du signal codé ;

- la figure 2 représente un système de codage et de stabilisation selon une autre variante de l'invention, à contre-réaction par analyse d'un signal de
15 test sur un modulateur supplémentaire, placé en parallèle ;

- la figure 3 représente une autre variante à modulateur supplémentaire cette fois placé en série ;

- la figure 4 est un synoptique fonctionnel concernant le système à modulateur supplémentaire de la figure 2 ;

20 - la figure 5 est un synoptique fonctionnel d'un calcul dans une boucle de réaction, conformément à l'invention ;

- les figures 6 et 7 sont des synoptiques fonctionnels d'un calcul particulier de correction de tension de référence, conforme à une variante de l'invention ;

25 - les figures 8a, 8b et 8c représentent différentes implémentations d'une partie optique de modulateur selon l'invention, au moyen de modulateurs miroirs ;

- les figures 9a et 9b représentent deux variantes d'implémentation de modules externes, selon l'invention ;

30 - la figure 10a représente un mode de réalisation à partir d'un interféromètre de Mach-Zehnder à une seule sortie ;

- la technologie silicium avec transmission via des paires de cuivre, solution à bas coût dont les débits sont limités à 2Mb/s dans le cadre de la solution la plus sophistiquée actuellement, l'ADSL (Asymmetric Data Suscribe Line).

5 - la technologie utilisant le transport de signaux optiques à haut débit sur fibre optique monomode, dont l'implantation demeure onéreuse pour les utilisateurs par l'emploi d'une électronique rapide plus coûteuse et de sources laser à fréquence stabilisée (dans le cadre du mutliplexage en longueur d'onde).

10 Le mode de réalisation décrit ici comporte une interface optoélectronique stabilisée comprenant au moins un composant électrooptique de modulation dont le point de fonctionnement est stabilisé par un circuit numérique de faible coût.

15 Les avantages apportés sont un comportement insensible à la longueur d'onde optique dû à l'utilisation de la modulation électrooptique. Cette interface peut être particularisée pour différentes fréquences optiques d'utilisation dans le cas d 'application dans un réseau WDM (Wavelength Division Multiplex) par l'adjonction de fibres optiques adaptées.

20 L'utilisation d'un circuit numérique pour la stabilisation du point de fonctionnement du modulateur assure que le circuit de contre-réaction ne sera pas à la source de dérives.

L'algorithme utilisé ici pour la stabilisation de composants permet la rétro-action en temps réel sur le composant. Il est particulièrement avantageux.

25 Différents schémas d'implémentation de l'invention sont proposés et permettent de l'adapter à une grande variété d'architecture de réseaux de télécommunications optiques.

Dans les différentes variantes, l'interface optique stabilisée contre les dérives comporte l'association :

30 - d'un bloc 100 de codage d'une onde optique (bloc de modulation par effet électrooptique linéaire) ;

Ainsi, on distingue ici deux configurations dans lesquelles on sépare les fonctions codage du signal et on contrôle les dérives par l'emploi, sur la même puce, de deux modulateurs identiques dont l'un est réservé pour le codage du signal de données tandis que le second est utilisé pour le
5 contrôle des dérives (figures 2 et 3).

Dans le premier cas (figure 2), les modulateurs sont placés en parallèle : une source optique 310 (LED) est couplée dans le modulateur de contrôle 120, tandis que la détection est assurée par une photodiode 400 (PIN). L'électrode de contre-réaction est commune aux deux modulateurs
10 110 et 120. L'asymétrie éventuelle des deux modulateurs 110 et 120 peut être calibrée lors de la fabrication et prise en compte par le processeur 210 (DSP). Les modulateurs jumeaux 110 et 120 sont ici placés en parallèle pour le contrôle des dérives et le codage de données. Le modulateur supérieur 110 code les données optiquement. Son point de fonctionnement est
15 stabilisé par le modulateur inférieur 120 piloté par un oscillateur local 140 et le DSP 210. L'entrée optique du modulateur inférieur 120 est assurée par une diode luminescente.

A la figure 3, les deux modulateurs 110 et 120 sont par contre placés en série, le premier 110 a deux sorties ce qui permet d'extraire le signal
20 optique de données avec le minimum de pertes, tandis que le deuxième 120 a son entrée optique sur la deuxième sortie du premier modulateur 110, ce qui permet de faire l'économie d'une source optique intégrée et limite le nombre de couplages.

A la figure 3, les modulateurs jumeaux 110 et 120 sont donc placés en
25 série pour le contrôle des dérives et le codage de données. Le modulateur supérieur 110 code les données optiquement. Son point de fonctionnement est stabilisé par un modulateur 120 piloté par l'oscillateur local 140 et le DSP 210. L'entrée optique du modulateur inférieur 120 est assurée par la source du premier modulateur 110 (signal complémentaire).

30 Cette interface peut trouver des applications dans les points d'accès de réseaux optiques, notamment pour les réseaux optiques monomodes

bras inférieur 122, on applique un signal sinusoïdal V_{ac} issu soit d'un oscillateur local 140, soit du système de contrôle. Sur son bras supérieur 124, on applique la tension de commande V_{dc} . On remarquera que, dans cette configuration, la tension de commande V_{dc} est commune aux deux
5 modulateurs.

A la sortie du modulateur inférieur 120, on place un photodétecteur 100 (diode PIN par exemple) derrière lequel on vient numériser le signal électrique après l'avoir amplifié. La suite d'échantillons représentant le signal lumineux en sortie du modulateur 120 va être traitée numériquement afin de
10 déterminer la valeur V_{dc} corrigée de la variation de la tension de pincement.

La figure 4 expose avec plus de détails le système de contrôle. Ce dernier se compose de trois voies 260, 270 et 280 dont une optionnelle. La voie d'entrée 260 est constituée d'un transconducteur qui convertit l'intensité de sortie du photo-détecteur en une tension. Ce signal est ensuite numérisé
15 par un convertisseur analogique/numérique 220 et transmis au système de traitement 210 qui peut être un DSP ou un FPGA.

Selon une procédure que l'on détaillera ultérieurement, on détermine la tension V_{dc} à appliquer par la voie de sortie 270 aux modulateurs électro-optiques 110, 120. Cette voie 270 est constituée d'un convertisseur
20 numérique/analogique 230 et d'une chaîne d'amplification.

La seconde voie de sortie 280 sera intégrée, si l'on n'utilise pas un oscillateur local analogique. Celle-ci a pour fonction de moduler la tension de commande du bras inférieur par un signal sinusoïdal pour V_{ac} .

Comme expliqué précédemment, cette modulation est appliquée afin
25 de quantifier la distorsion harmonique due à la variation de tension de pincement.

En effet, la théorie permet de faire le lien entre l'amplitude de la raie $2f_0$ à la tension résiduelle V_0 . Plus précisément, les conditions d'asservissement que nous détaillerons ultérieurement nous incitent
30 préférentiellement à considérer à la fois f_0 et $2.f_0$. Ces deux variables

de Fourier Rapide) étant donc masquée par la quantité d'information calculée et non exploitée.

Aussi, dans le cas particulier d'un calcul de composante fréquentielle de fréquence préalablement connue en nombre limité, le calcul par transformée de Fourier discrète (TFD) paraît plus opportun.

La forme générale de la TFD :

$$X(f) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k).e^{-2\pi jkf}$$

pour les N composantes fréquentielles se résume à :

10

$$X(f_0) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k).e^{-2\pi jkf_0} \quad \text{et} \quad X(2f_0) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k).e^{-2\pi jk(2f_0)}$$

Le gain de temps de calcul est proportionnel au nombre d'opérations évitées.

La nécessité d'utiliser un produit de convolution discret restreint fortement le choix du système numérique dans lequel une telle application peut être implémentée. Dans un souci de développer une solution matérielle de faible coût, on a été amené à chercher une implémentation qui soit, dans un contexte temps-réel, implémentable dans un circuit logique programme (FPGA – Field Programmable Gate Array), un cœur DSP (low cost), voire un micro-contrôleur rapide.

Afin de permettre une réalisation faible coût, nous avons été amenés à optimiser le temps de calcul de notre algorithme. Dans cette démarche, nous nous sommes référés à un algorithme très utilisé en téléphonie pour le décodage DTMF : l'algorithme de Goerzel. Il est connu que cette approche permet l'implémentation de la TFD (pour m fréquence prédéfinie) sous la forme d'un filtre à réponse impulsionnelle infinie.

25

La figure 6 est un synoptique d'un tel filtre.

Conformément à l'implémentation en filtre numérique récursif préconisée par Goertzel, l'algorithme peut se scinder en deux phases. La

Si, par exemple, on échantillonne le signal à une fréquence d'échantillonnage F_e de 180 kHz et si l'on utilise comme fréquence d'analyse $f_0=1\text{kHz}$, alors on obtient $N=360$ échantillons.

L'algorithme implémenté, on récupère, tous les 360 échantillons, un état de la distorsion harmonique. On définit alors une variable $T_{dh}(k)$

$$T_{dh}(k) = V_{f_0}(k) - V_{2f_0}(k) / V_{f_0}(k)$$

Pour des raisons de stabilité et d'immunité aux bruits, $T_{dh}(k)$ est moyenné sur 256 valeurs. Par conséquent, toutes les 500 ms, on obtient une grandeur directement corrélée à la dérive de VO. Cette donnée va nous permettre de définir une loi de commande afin de contrôler la tension Vdc. De par le caractère numérique du calcul, cette donnée est insensible aux dérives éventuelles de l'électronique d'asservissement.

L'équation aux différences est, de même que pour un contrôleur PI, $V_{dc}(n) = V_{dc}(n-1) + A_1.T(n) + A_2.T(n-1)$

Ou $A_1 = K_p + K_i.T$; $A_2 = -K_p$; $T = 1/F_e$

De nombreuses variantes de l'interface proposée sont possibles. Elles correspondent à l'architecture du réseau choisi :

Dans une première variante (figures 8a à 8c) le ou les lasers constituant les sources optiques sont déportés dans un central appartenant au gestionnaire du réseau. Dans ce cas, la carte d'interface ne contient pas de source optique, mais seulement des détecteurs. Le ou les modulateurs fonctionnent « en mode miroir » : la lumière qu'ils reçoivent est réfléchi et renvoyée dans le réseau après modulation.

Les figures 8a à 8c représentent différentes implémentations de la partie optique au moyen de modulateurs miroirs. La figure 8a représente un mode de réalisation à partir d'un demi-interféromètre de Mach-Zehnder, la figure 8b à partir d'un demi-interféromètre de Mach-Zehnder avec deux sorties complémentaires, la figure 8c à partir d'un demi-coupleur optique.

On peut noter qu'il existe des configurations insensibles à la polarisation de l'onde optique reçue, polarisation a priori aléatoire.

Des essais et vérifications ont été effectués sur de tels dispositifs.

Pour caractériser la dérive d'un modulateur électrooptique, on peut réaliser l'expérience suivante : un modulateur est placé sur un banc de couplage. On injecte la lumière dans le modulateur par un objectif de microscope. La lumière en sortie est collectée par un autre objectif de microscope. En appliquant une tension de modulation sur les électrodes du modulateur, on observe une modulation du signal optique détecté par une photodiode (Fig. 11).

Sur la figure 12 représentant la dérive mesurée, V_{pAC} correspond à la tension d'extinction dynamique (1kHz), V_{pDC} correspond à la tension d'extinction statique (liée à la dérive de la phase statique du modulateur) ;

Cette expérience permet ainsi de caractériser la dérive des modulateurs lorsqu'on applique un créneau de tension. Les temps caractéristiques de cette dérive sont de l'ordre de quelques minutes.

On a également mis en œuvre l'invention avec un autre type de modulation.

Ainsi, la modulation FSK (Frequency Shift Keying) est une technique de base de modulation. Ce protocole élémentaire est utilisé par des appareils de communication lors de leur phase d'interconnexion. Dans cette expérience, le signal numérique (suite de « 0 » et de « 1 ») contenant l'information est d'abord codé en fréquence par l'unité de commande : au code « 0 » correspond une fréquence f_0 , au code « 1 » correspond une fréquence f_1 .

A ce signal modulé en fréquence, on superpose un signal continu (tension de biais définissant le point de fonctionnement du modulateur). Ce signal est appliqué sur les électrodes du modulateur et code le signal optique.

Après détection par une photodiode, le signal est démodulé et comparé au signal initial. L'interface, objet de l'invention, permet les fonctions de modulation-démodulation et ajuste le point de fonctionnement du modulateur en analysant la dérive du point de fonctionnement.

HIERLE, J.ZYSS, Proc. 7th International Plastic Optical Fibres conference'98, Berlin.

- 5 [8] *Polarization insensitive electrooptic polymer modulator*, A. DONVAL, E. TOUSSAERE, R. HIERLE, J. ZYSS, J. Appl.Phys. , 87(7)(2000), pp3258-3262
- [9] *Drift correction of polymer based Mach-Zehnder modulators*, P. LABBE, A. CLOUQUEUR, R.HIERLE, E.TOUSSAERE, J.ZYSS, Nonlinear Optics (Icono'5, Davos, 2000), vol.25, pp393-398.

6. Procédé selon la combinaison des revendications 4 et 5, et caractérisé en ce que l'on applique, en tant que signal de perturbation, un signal sinusoïdal (V_{ac}) ayant une fréquence f_0 et on analyse numériquement (210) au moins la composante fréquentielle à la fréquence $2f_0$ présente en
5 sortie du modulateur (120).

7. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, en combinaison avec la revendication 5, caractérisé en ce que la composante fréquentielle à $2f_0$ est calculée par un filtrage numérique récursif.

10 8. Procédé selon la revendication 7, caractérisé en ce que le filtrage récursif est réalisé selon une équation aux différences du type $Q_k(n) = a_k \cdot Q_k(n-1) - Q_k(n-2) + x(n)$ avec $a_k = 2 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot k / N)$, $Q_k(-1) = 0$ et $Q_k(-2) = 0$, $x(n)$ désignant les échantillons obtenus à partir du signal de sortie du modulateur, et en ce que ce filtrage est réalisé en au moins deux phases, l'une réalisée en $N-1$
15 étapes, qui permet de calculer Q_N et Q_{N-1} , et l'autre réalisée une fois après ces $N-1$ étapes, et fournissant un état de la composante fréquentielle à la fréquence $2f_0$, N étant donné par l'équation $N = 2f_e / f_0$ où f_e est la fréquence d'échantillonnage du signal numérique obtenu à partir de la lumière prélevée.

9. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes,
20 en combinaison avec la revendication 2, caractérisé en ce qu'on adopte au moins deux modulateurs, l'entrée de l'un recevant des signaux issus d'une sortie de l'autre, en ce que l'on prélève pour analyse d'actualisation la lumière issue du modulateur aval, et en ce qu'on applique la valeur de référence actualisée par cette analyse sur les deux modulateurs.

25 10. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce qu'on fournit un signal numérique de commande (210), et on convertit ce signal numérique en un signal analogique de commande du modulateur, et en ce qu'on réalise en outre une correction du signal numérique de commande (210) en tenant compte de la valeur de référence
30 actualisée (V_{dc}) avant de convertir ce signal numérique corrigé en le signal analogique de commande.

1/8

FIG. 1

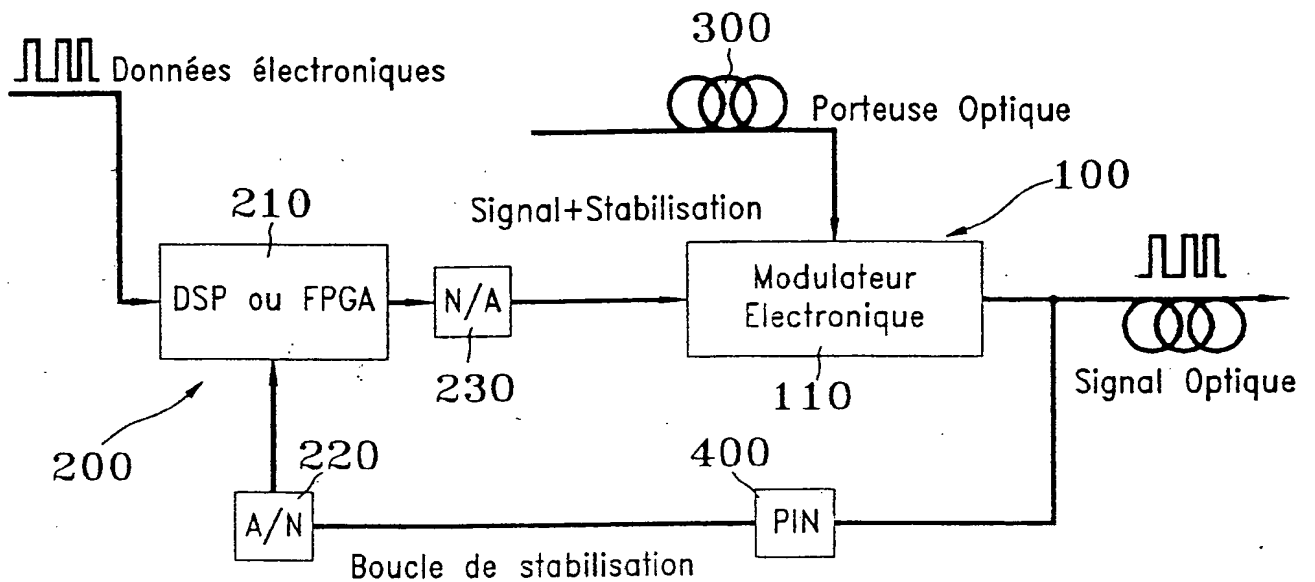
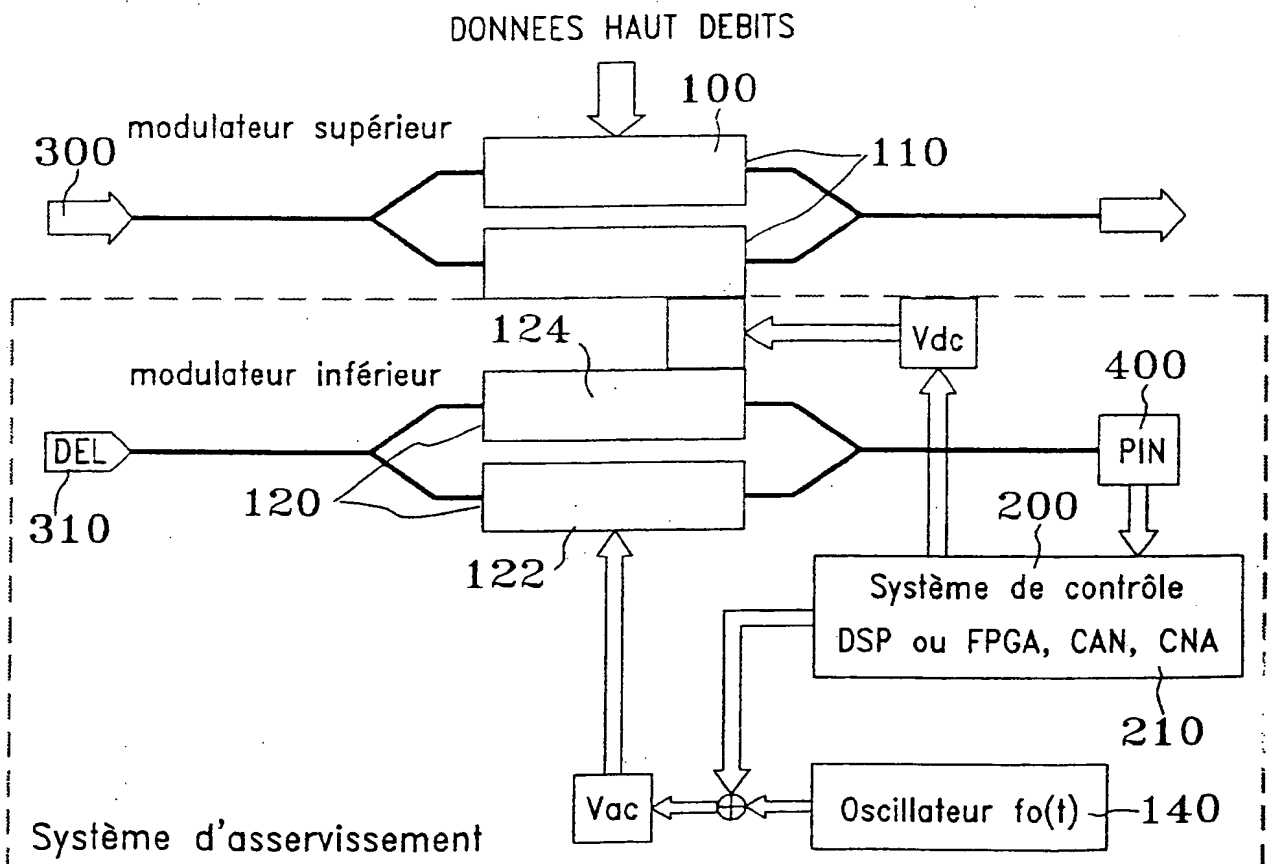


FIG. 2



3/8

FIG. 5

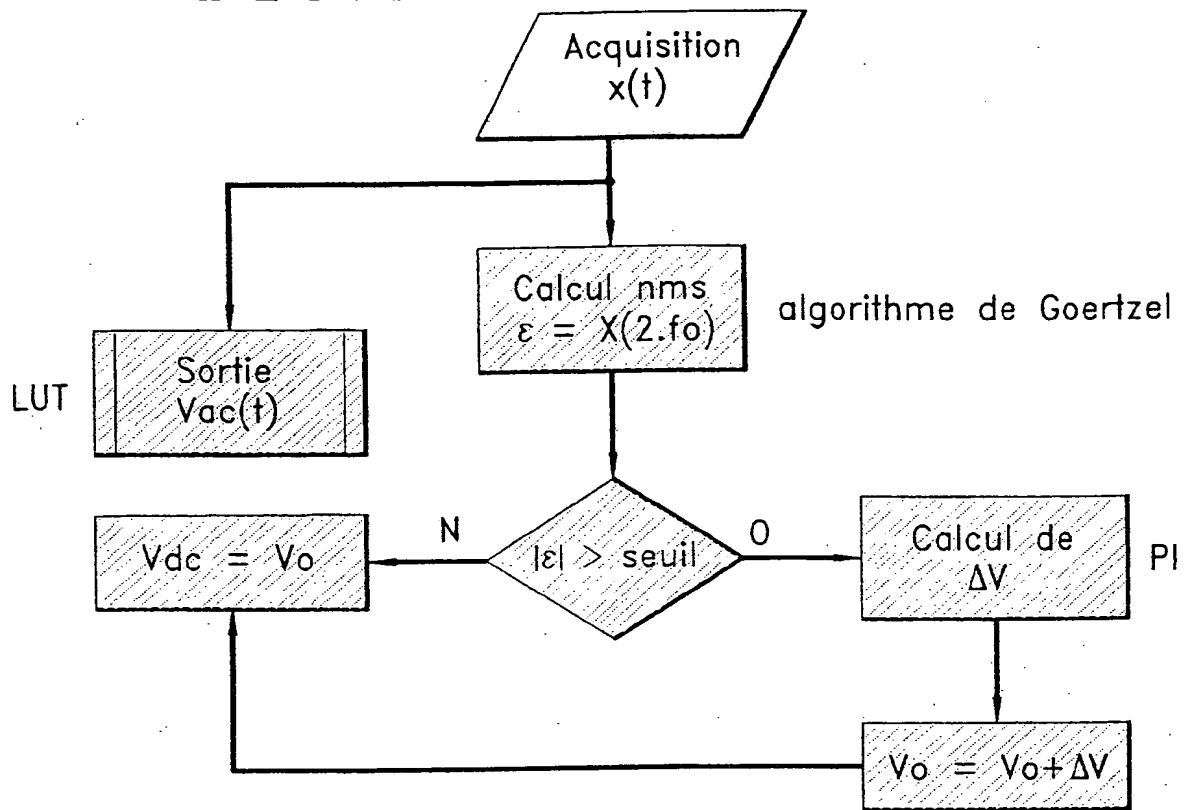
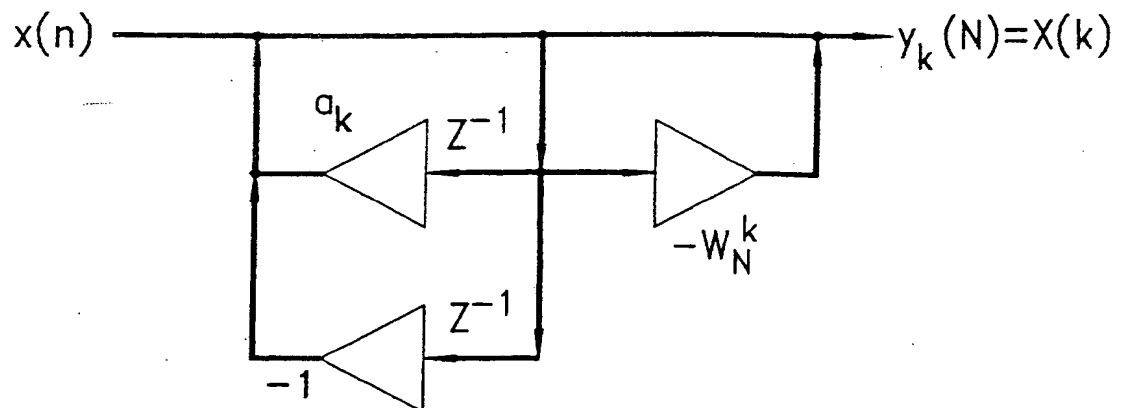


FIG. 6



$$a_k = 2 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot k / N)$$

$$W_N^k = \exp(-i \cdot 2 \cdot \pi \cdot k / N)$$

5/8

FIG. 9a

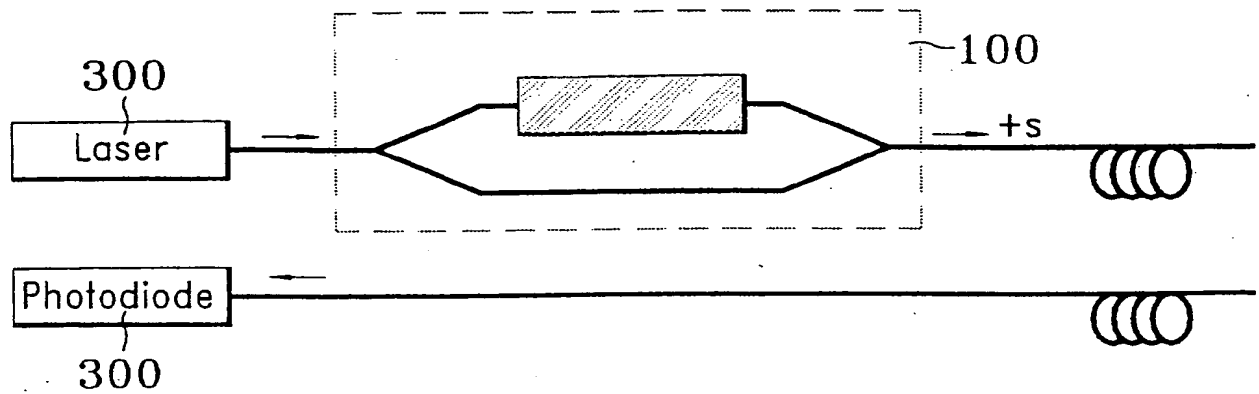


FIG. 9b

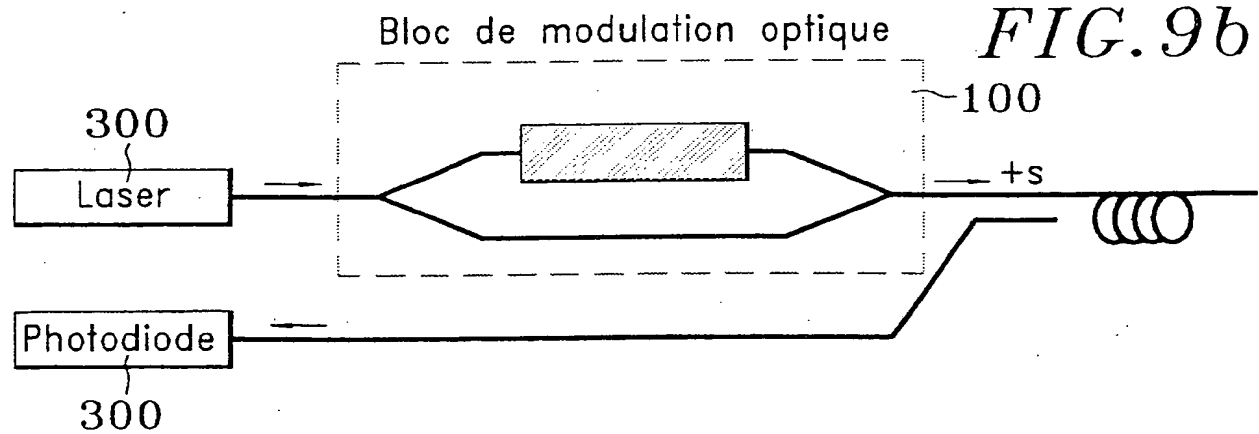


FIG. 10a



FIG. 10b

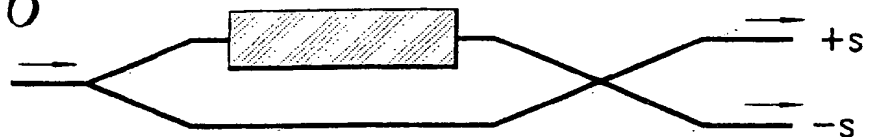
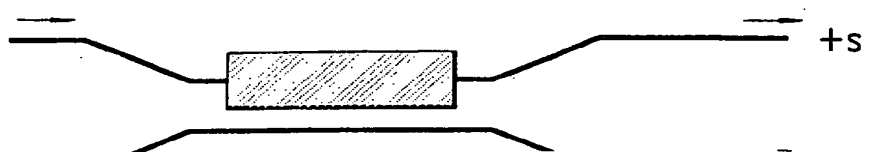
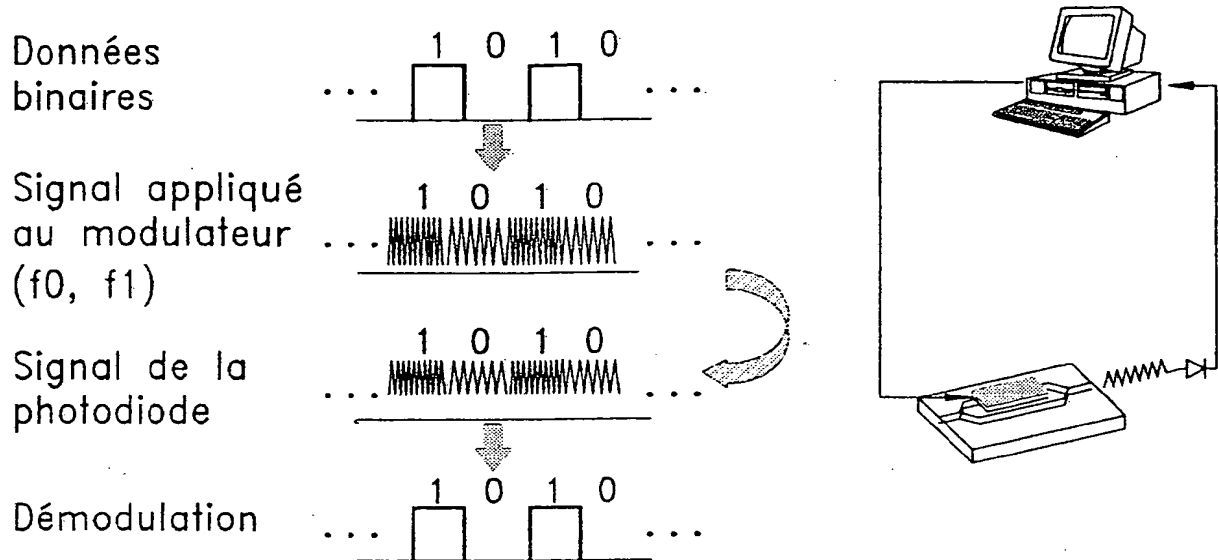


FIG. 10c

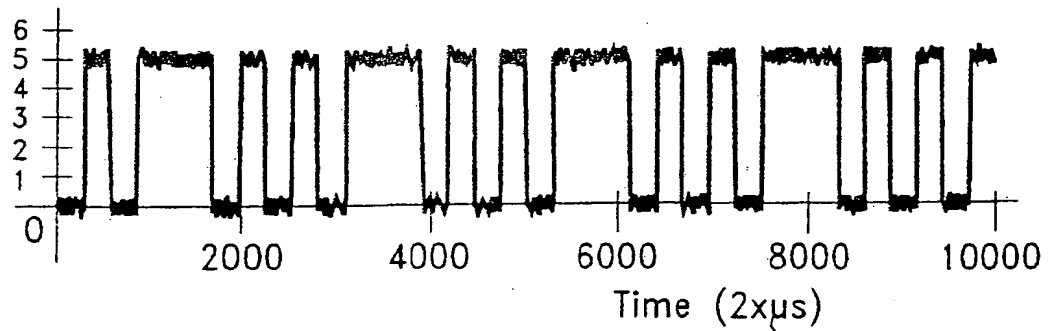


7/8

FIG. 13*FIG. 14a*

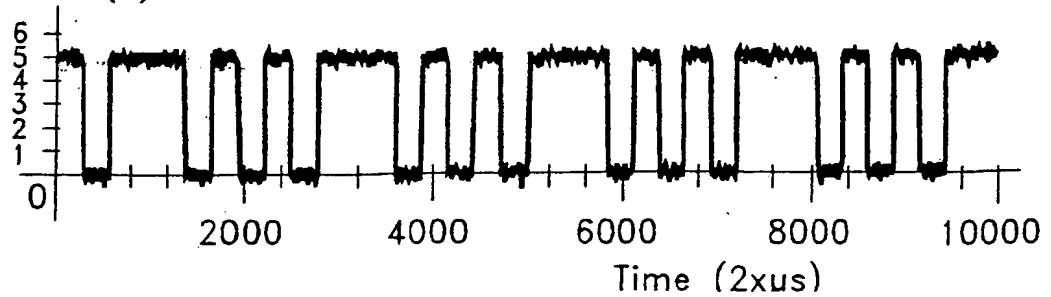
Amplitude (V)

MODULATED SIGNAL

*FIG. 14b*

Amplitude (V)

DEMODULATED SIGNAL





2830088

N° d'enregistrement
national

RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE

établi sur la base des dernières revendications
déposées avant le commencement de la recherche

FA 608667
FR 0112193

DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS		Revendication(s) concernée(s)	Classement attribué à l'invention par l'INPI
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes		
A	WO 98 28659 A (DSC COMMUNICATIONS AS ;OLESEN DENNIS SKJOEDT (DK)) 2 juillet 1998 (1998-07-02) * page 2, ligne 25 - page 18, ligne 33 *	1,12	G02F1/015 H01S5/026
A	US 6 188 809 B1 (BISMUTH JACQUES ET AL) 13 février 2001 (2001-02-13) * colonne 5, ligne 05 - ligne 17; figure 10 *	1,12	
A	US 5 805 321 A (NISHIMOTO HIROSHI ET AL) 8 septembre 1998 (1998-09-08) * colonne 2, ligne 33 - colonne 11, ligne 45 *	1,12	
A	PATENT ABSTRACTS OF JAPAN vol. 1998, no. 06, 30 avril 1998 (1998-04-30) & JP 10 051389 A (FUJITSU LTD), 20 février 1998 (1998-02-20) * abrégé *	1,12	
A	PATENT ABSTRACTS OF JAPAN vol. 1997, no. 12, 25 décembre 1997 (1997-12-25) & JP 09 211400 A (TOSHIBA CORP;KOKUSAI DENSIN DENWA CO LTD <KDD>), 15 août 1997 (1997-08-15) * abrégé *	1,12	DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (Int.CL.7) G02F
A	PATENT ABSTRACTS OF JAPAN vol. 018, no. 162 (P-1712), 17 mars 1994 (1994-03-17) & JP 05 333295 A (SHIMADZU CORP), 17 décembre 1993 (1993-12-17) * abrégé *	1,12	

3

EPO FORM 1503 12.99 (P04C14)

10 juin 2002

Diot, P

CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS

X : particulièrement pertinent à lui seul
Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un
autre document de la même catégorie
A : arrière-plan technologique
O : divulgation non-écrite
P : document intercalaire

T : théorie ou principe à la base de l'invention
E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure
à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date
de dépôt ou qu'à une date postérieure.
D : cité dans la demande
L : cité pour d'autres raisons
& : membre de la même famille, document correspondant

BEST AVAILABLE COPY